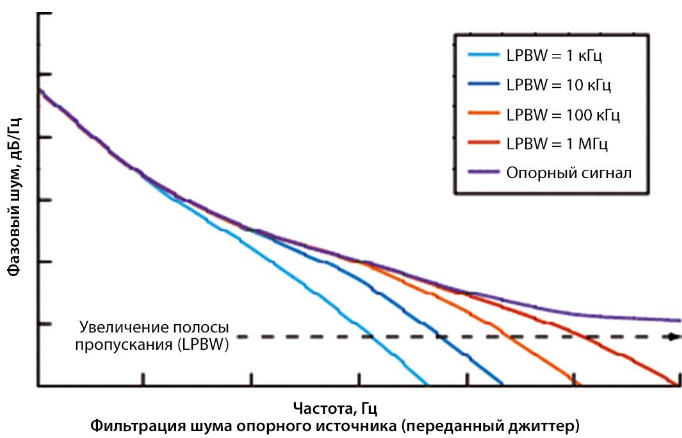
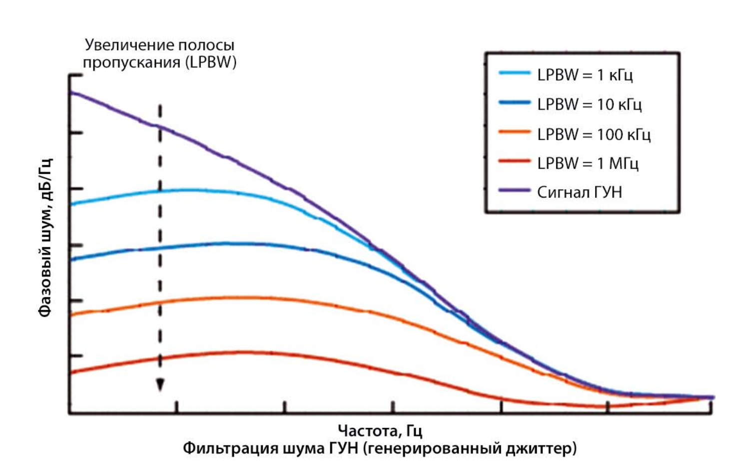
РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРА В ПЕТЛЕ ФАПЧ

СЕРГЕЙ МЕТРОПОЛЬСКИЙ, технический консультант, «ИД Электроника»

В статье описаны основные положения, исходя из которых выбираются параметры ФАПЧ. Особое внимание уделено шумовым характеристикам. Дан наглядный и подробный пример расчета.





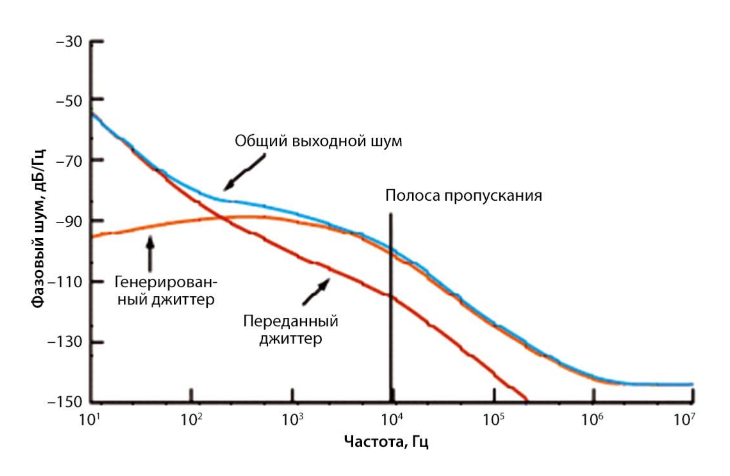


Рис. 1. **Степень подавления шума в зависимости от частоты**

Качество работы схемы зависит от многих параметров, в т.ч. от уровня шума или джиттера (фазовый шум). Ключевая задача при разработке высокопроизводительных ФАПЧ — это объективный выбор полосы частот петли ОС так, чтобы обеспечивался компромисс между уровнем выходного джиттера и полосой пропускания ФНЧ в схеме ФАПЧ.

Джиттер на выходе ФАПЧ обусловлен в основном двумя источниками: шумом опорного источника и внутренним шумом ГУН. Первый генерируется источником сигнала, паразитными связями на печатной плате, неидеальностями в схеме источника питания. Шум ГУН генерируется элементами ФНЧ, усилителем в схеме ГУН и источником питания.

Из рисунка 1 видно, что с увеличением полосы пропускания ФНЧ входной шум подавляется сильнее, а внутренний, генерируемый блоком ГУН, — слабее. Для уменьшения входного шума и обеспечения низкого уровня выходного джиттера в ФАПЧ применяются специальные схемы ослабления. Чем уже полоса ФНЧ, тем сильнее ослабляется джиттер, обусловленный шумами опорного источника (верхний график на рисунке 1). Если больший вклад делает опорный источник, то обычно используется ФАПЧ с узкой полосой, чтобы отфильтровать его. Однако если полоса ФНЧ очень узкая, то определяющую роль начинает играть шум ГУН.

Если его не учитывать, то система может иметь высокий уровень выходного шума. В этом случае можно использовать дискретную схему ФАПЧ с высококачественным кварцевым резонатором, управляемым напряжением. Недостаток данного подхода заключается в том, что устройство остается чувствительно к другим источникам шумов. Второй способ ослабить шум — использовать тактовую ИС с внутренним ГУН, но при этом потребуется внешний ФНЧ, также подверженный внешним шумам.



Вам повезло, если ваша автомобильная система экстренного оповещения оснащена модулем Telit.



GE864 QUAD Automotive V2 - первый GSM/GPRS модуль с интегрированной поддержкой стандарта eCall.

Для спасения жизни нередко бывает важна каждая минута. В случае аварии, система ЭРА-ГЛОНАСС в вашем автомобиле автоматически свяжется со службой спасения и передаст точные координаты вашего местонахождения, полученные от спутниковой навигационной системы ГЛОНАСС. А если Ваша система также оснащена модулем Telit GE864 QUAD Automotive V2, положенные в её основу современные технологии обеспечат надежную и долгую работу прибора. Интегрированный в программное обеспечение eCall-протокол впервые позволил применять модуль Telit для системы eCall без привлечения дополнительных вычислительных ресурсов. Это ещё одно доказательство инновационности технологий Telit Wireless Solutions - одного из крупнейших производителей в сфере M2M.

Telit – самое быстрорастущее предприятие в секторе m2m.





Making machines talk.®

www.telit.com | www.telit.com/ebook |  www.telit.com/techforum |  www.telit.com/facebook | www.telit.com/twitter

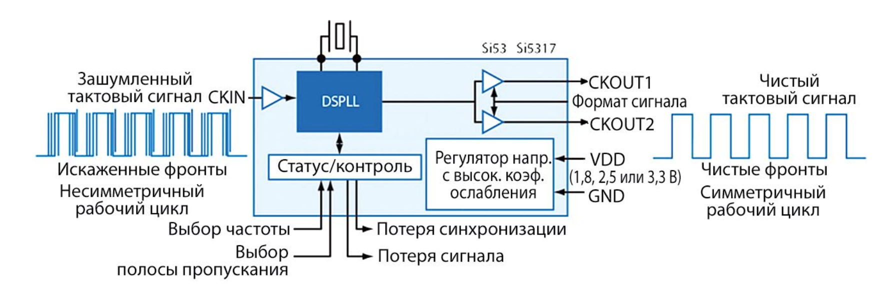


Рис. 2. **ИС с фильтрацией джиттера**

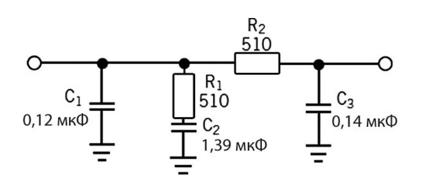


Рис. 3. **Схема типового фильтра петли ФАПЧ с номиналами, рассчитанными предлагаемым способом**

В отношении джиттера самое слабое место в схеме ФАПЧ — это точка соединения ФНЧ и ГУН, поскольку шум ФНЧ поступает на вход ГУН и, усиливаясь, передается на выход.

Применение дискретного ФНЧ усложняет схему ФАПЧ. Стабильность ФАПЧ (достаточный запас по фазе) приходится рассчитывать для каждой комбинации частоты и полосы пропускания. В некоторых быстродействующих ФАПЧ используются специальные приемы разводки печатной платы, такие как наложение защитных колец вокруг элементов ФНЧ, чтобы обеспечить изоляцию и свести к минимуму ток утечки. Однако поскольку для большинства классических быстродействующих тактовых ИС требуется несколько изолированных полигонов питания, то ограничения по расположению элементов фильтра усложняют проектирование печатной платы.

Другой способ ослабить джиттер — использовать специализированные тактовые ИС с фильтрацией джиттера (см. рис. 2). Рассмотрим его на примере ИС Si5317 компании Silicon Labs. Входной тактовый сигнал имеет частоту 1...710 МГц, на выходе генерируются два тактовых сигнала одинаковой частоты с очень низким уровнем джиттера, равным 0,3 пс на частоте 12...20 кГц. Рабочая частота схемы устанавливается с помощью двух управляющих выводов, без обращения к ЦП.

Схема содержит интегрированный ФНЧ с цифровым управлением. Полоса фильтра выбирается с помощью управляющих выводов. Всего возможно 8 вариантов из диапазона 60 Гц...8,4 кГц.

На практике иногда приходится решать обратную задачу: по заданной полосе пропускания подбирать параметры фильтра в петле ФАПЧ. Например, когда синтезатор частот используется как модулирующее устройство. Модулирующий сигнал может поступать на ГУН до или после фильтра петли ФАПЧ. Соответственно, частотная модуляционная характеристика на выходе передатчика будет иметь форму ФНЧ или ФВЧ с частотой среза, равной полосе пропускания петли ФАПЧ.

В первую очередь, необходимо задать полосу пропускания фильтра. От нее зависит много параметров, например, время перестройки частоты или уровень шума.

ПРИМЕР

Рассчитаем параметры типового фильтра петли ФАПЧ, схема которого представлена на рисунке 3. Указанные номиналы подобраны в соответствии с расчетными значениями.

Исходные требования к синтезатору частоты:

- частотный диапазон — 770,01…
…800,01 МГц;
- шаг сетки каналов по частоте — 30 кГц;
- максимальный шаг перестройки частоты — 30 МГц;
- полоса пропускания петли $\Delta F = 1000$ Гц.

Пусть активные элементы синтезатора имеют следующие параметры:

- крутизна характеристики ГУН $K_{ГУН} = 22$ МГц/В;
- максимальный выходной ток ФАПЧ $I_{вых} = 6$ мА.

Во-первых, определим максимально возможный шаг перестройки частоты $F_{шаг}$:

$$F_{шаг} = F_{МАКС\,ГУН} - F_{МИН\,ГУН}.$$

В нашем случае $F_{шаг} = 800{,}01 - 770{,}01 = 30$ МГц.

При этом максимальное число шагов N вычисляется следующим образом:

$$N = \frac{F_{МАКС.ГУН}}{\text{шаг сетки}} = \frac{800{,}01\ \text{МГц}}{30\ \text{кГц}} = 26\,667.$$

Рассчитаем собственную частоту F_N по формуле:

$$F_N = \frac{2\Delta F}{2\pi\cdot(\xi + 1/4\xi)},$$

где ξ — коэффициент демпфирования, обычно равный 0,707. Получаем:

$$F_N = \frac{2\cdot 1000}{6{,}28\cdot(0{,}707 + 1/2{,}828)} = 300{,}27\ \text{Гц}$$

Для расчета емкости конденсатора C_2 воспользуемся выражением:

$$C_2 = \frac{I_{вых}\cdot K_{ГУН}}{N\cdot(2\pi\cdot F_N)^2}.$$

Подставляя наши данные, получаем:

$$C_2 = \frac{0{,}006\cdot 22\cdot 10^6}{(6{,}28\cdot 300{,}27)^2}.$$

Рассчитаем сопротивление резистора R_1:

$$R_1 = 2\xi\sqrt{\frac{N}{I_{вых}\cdot K_{ГУН}\cdot C_2}} =$$

$$= 1{,}414\sqrt{\frac{26667}{0{,}006\cdot 22\cdot 10^6\cdot 1{,}39\cdot 10^{-6}}} = 539\ \text{Ом};$$

Найдем емкость конденсатора C_1:

$$C_1 = C_2/10 = 1{,}39\ \text{мкФ}/10 = 0{,}139\ \text{мкФ}.$$

Далее следует выбрать значения R_2 и C_3. Эти элементы служат для подавления паразитных гармоник частоты опорного генератора. Соответственно, постоянная времени данной RC-цепи должна быть в десять раз меньше, чем для цепи R_1C_2.

Допустим, что $R_2 = 539$ Ом, тогда $C_3 = 1{,}39$ мкФ/10 = 0,139 мкФ.

Рассчитаем время перестройки частоты T_s:

$$T_s = \frac{-1\cdot\left(\ln\frac{F_A}{F_ш}\right)}{F_N\cdot 2\pi\cdot 2\xi},$$

где F_A — частота перестройки за время T_s, обычно равная 1000 Гц.

$$T_s = \frac{-1\cdot\left(\ln\frac{1000}{30\cdot 10^6}\right)}{300{,}27\cdot 6{,}28\cdot 0{,}707} = 7{,}73\ \text{мс}.$$

На рисунке 3 элементы приведены с номиналами из стандартного ряда. Измеренные характеристики синтезатора частот с таким фильтром, выполненного на микросхеме MB15E03SL, хорошо согласуются с расчетом. Зависимость фазовых шумов от частоты в диапазоне 100 Гц…100 кГц для данной схемы изображена на рисунке 4. На частоте 100 Гц (точка 0) фазовые шумы составляют: — 72,0 дБс/Гц, а на частоте 1000 Гц (точка 1): –75,5 дБс/Гц. Эта зависимость показывает также полосу пропускания петли, которая получилась почти равной заданной, т.е. 1000 Гц.

Из графика на рисунке 5 видно, что уровень составляющих спек-

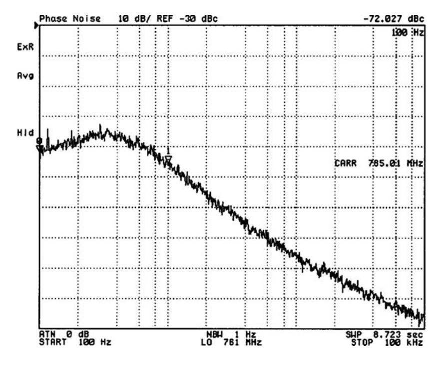


Рис. 4. **Зависимость фазовых шумов от частоты в диапазоне 100 Гц…100 кГц**

Рис. 5. **Уровень составляющих спектра на отстройке 30 кГц от несущей составляет: –6,7 дБс**

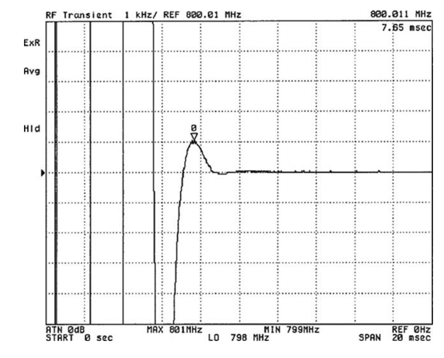


Рис. 6. **Время перестройки частоты с 770,01 на 800,01 МГц составляет 7,65 мс**

тра на отстройке 30 кГц от несущей составляет –96,7 дБс. По зависимости, представленной на рисунке 6, можно определить время перестройки частоты с 770,01 на 800,01 МГц. Оно составляет 7,65 мс. Это время определяется в основном полосой пропускания петли. В таблице 1 приведены значения времени перестройки, полученные для различных полос пропускания.

Таблица 1. **Значения времени перестройки, полученные для различных полос пропускания**

Полоса пропускания петли ФАПЧ, Гц	Время перестройки, мс
500	15,5
1000	7,7
2000	3,9
3000	2,6

ЛИТЕРАТУРА

1. James Wilson. Optimal Jitter Attenuation Starts With The Proper PLL Bandwidth// http://electronicdesign.com/article/analog-and-mixed-signal/Optimal-Jitter-Attenuation-Starts-With-The-Proper-PLL-Bandwidth-.aspx.

2. Ken Holladay. Design a PLL for a specific loop bandwidth//www.edn.com/article/504463-Design_a_PLL_for_a_specific_loop_bandwidth.php.